

DC/DC CONVERTER FOR ONE PHOTOVOLTAIC PANEL WITH FULLY DIGITAL CONTROL

Dušan Benda

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xbenda10@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Vorel

E-mail: vorel@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with the topic of design and realization of full digital control DC/DC converter for one photovoltaic panel with a 250 W peak power. A flyback topology with a non traditional snubber circuit was selected for the DC/DC converter.

Keywords: Switching mode power supply, flyback, passive snubber, digital control, MPPT

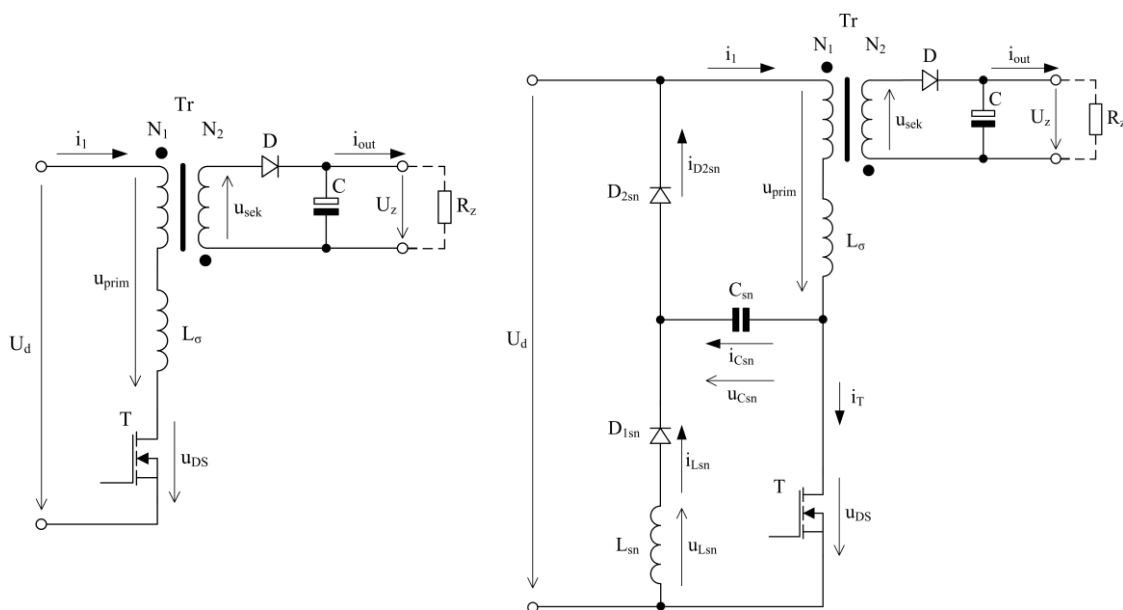
1 ÚVOD

Výroba elektrické energie z obnovitelných zdrojů zažívá v posledním století, respektive desetiletí, značný rozmach, a to především v oblasti fotovoltaiky. Navrhnout fotovoltaický panel s co největším možným výstupním výkonem je naprosto bezpředmětné, pokud k panelu nebude připojen optimálně navržený DC/DC měnič, který bude schopen v jakémkoliv okamžiku získat z panelu maximální výkon. Výsledkem této práce je konstrukce digitálně řízeného DC/DC měniče jehož vstup je dimenzován pro připojení jednoho fotovoltaického panelu o jmenovitém napětí 24 V a špičkovém výkonu 250 W. Výstupní napětí měniče je zvoleno 350 V.

2 TOPOLOGIE SILOVÉ ČÁSTI MĚNIČE

Z důvodu minimalizace počtu spínacích prvků, a tím pádem zjednodušení řízení, byla vybrána topologie jednočinného blokujícího měniče (flyback). Omezujícím faktorem použitelnosti blokujícího měniče je parazitní rozptylová indukčnost (na obrázku 1 vlevo označena jako L_σ), která způsobuje při vypínání výkonového tranzistoru T napěťový překmit na tomto tranzistoru. Pokud není rozptylová indukčnost, respektive primární strana transformátoru Tr doplněna vhodným odlehčovacím článkem, tak může dojít k napěťovému průrazu tranzistoru T . Pro popisovaný DC/DC měnič byla zvolena netradiční koncepce odlehčovacího článku – jednočinný kvazirezonanční odlehčovací článek (obrázek 1 vpravo). Návrh kvazirezonančního článku vychází z [1] a [2]. Funkce odlehčovacího obvodu je následující: Tranzistor T je sepnut a probíhá magnetizace transformátoru Tr . V okamžiku vypnutí tranzistoru T je kondenzátor C_{sn} nabit na napětí $-U_d$. Po vypnutí tranzistoru T nemůže proud i_l zaniknout, a proto dojde k otevření diody D_{2sn} a přes kondenzátor C_{sn} dojde k uzavření proudové smyčky. Napětí u_{Csn} na kondenzátoru C_{sn} vlivem průchodu proudem i_l narůstá, a tedy roste i napětí drain-source u_{DS} tranzistoru T , které je dáno součtem napětí meziobvodu U_d a napětí u_{Csn} . Po zániku primárního proudem i_l (primární proud se uzavíral přes kondenzátor C_{sn} a diodu D_{2sn}) napětí u_{DS} na tranzistoru T ihned klesá na součet napětí meziobvodu U_d a s převodem přepočtené napětí ze sekundární strany transformátoru u_{sec} . Nyní mohou nastat dva stavy s ohledem na dosaženou velikost napětí u_{Csn} . Pokud napětí dosáhlo vyšší hodnoty, než je napětí dané součtem přepočteného napětí ze sekundární strany u_{sec} a napětí meziobvodu U_d , tak dojde k otevření diody D_{1sn} . V tomto okamžiku se napětí na indukčnosti L_{sn} skládá z rozdílu napětí u_{Csn} a součtu napětí u_{sec} a U_d objeví na indukčnosti L_{sn} , začne procházet proud i_{Lsn} a energie z kvazirezonančního článku je vracena zpátky do meziobvodu. Napětí u_{Csn} na kondenzátoru C_{sn} postupně klesá až na součet daný napětími U_d a u_{sec} . V okamžiku rovnováhy těchto napětí proud i_{Lsn} zaniká a dioda D_{1sn}

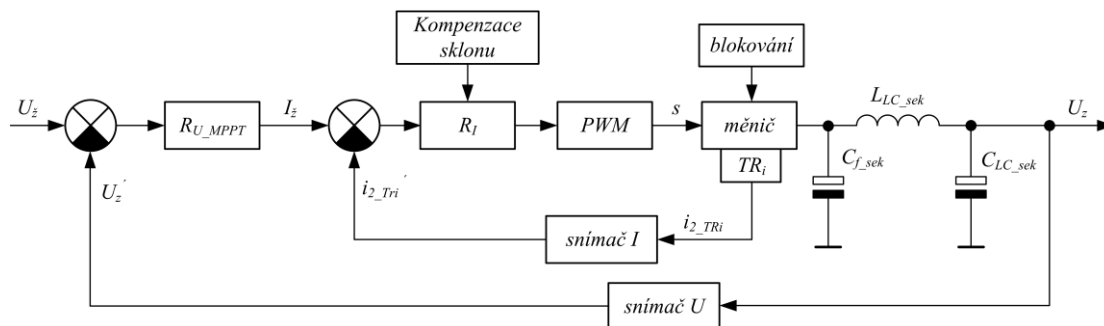
se uzavírá. V případě, že napětí u_{Csn} nepřekročilo součet napětí U_d a u_{sek} , k tomuto přenosu energie vůbec nedojde. V okamžiku sepnutí tranzistoru T dojde k připojení kondenzátoru C_{sn} k sériovému spojení diody D_{1sn} a indukčnosti L_{sn} . Dioda D_{1sn} se otevře a napětí u_{Csn} tedy připojí k indukčnosti L_{sn} . Energie akumulovaná v kondenzátoru C_{sn} se postupně přelévá do indukčnosti L_{sn} . Proud i_{Lsn} však při tomto přesunu energie přispívá k namáhání sepnutého tranzistoru T . V okamžiku poklesu napětí kondenzátoru na hodnotu $-U_d$ nemůže dojít ke skokovému zániku proudu i_{Lsn} , a proto dojde k otevření diody D_{2sn} . Indukčnost L_{sn} je v tuto chvíli připojena paralelně k napětí meziobvodu U_d a dochází k její demagnetizaci (proud klesá se strmostí $-U_d/L_{sn}$). Při demagnetizaci indukčnosti napětím meziobvodu již nedochází k přídavnému proudovému namáhání tranzistoru T . Po zániku proudu i_{Lsn} dojde k uzavření diody D_{1sn} i D_{2sn} a kvazirezonanční článek je připraven na další pracovní cyklus.



Obrázek 1: Jednočinný blokující měnič bez odlehčovacího článku (vlevo) a jednočinný blokující měnič doplněný kvazirezonančním odlehčovacím článkem (vpravo).

3 REGULAČNÍ STRUKTURA MĚNIČE

Blokové schéma regulační struktury je znázorněno na obrázku 2. Jedná se o kaskádní regulaci výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou. Požadovanou výstupní veličinou je tedy konstantní výstupní napětí U_z o velikosti 350 V. Vstupem do proudové regulační smyčky je výstupní žádaný proud I_z z nadřazeného regulátoru napětí R_{U_MPPT} s implementovaným MPPT algoritmem. Pro měnič je použit algoritmus Perturb and Observe i Incremental Conductance [3] s možností přepínání mezi těmito metodami pro hledání bodu maximálního výkonu.



Obrázek 2: Regulační struktura měniče.

4 OBVODOVÉ ŘEŠENÍ MĚNIČE

Požadavkem zadání bylo řídit měnič digitálně. Digitální řízení je například z pohledu implementace a testování jednotlivých MPPT algoritmů v měniči vhodnější než analogové, které v případě změny MPPT algoritmu nutně vede ke změně obvodové řídicí části měniče. Další výhodou digitálního řízení je možnost konektivity přes komunikační sběrnice a případná akvizice dat. Značnou nevýhodou jsou však neošetřené kritické stavy, zacyklení programu a odolnost proti rušení. Z těchto důvodů jsou v měniči implementovány obvodové ochrany proti nadproudu, podpětí, přepětí a teplovnímu přetížení realizované pomocí komparátorů. Ochrany jsou sdruženy a zavedeny do budiče výkonové tranzistoru. V případě, že dojde k vybavení některé z ochran je spínání výkonového tranzistoru blokováno bez ohledu na vstup od řídicího kontroléru. Pro řízení měniče byl vybrán kontrolér STM32F334. Do řídicího kontroléru jsou zavedeny analogové vstupy od zesilovačů vstupního a výstupního proudu a informace o vstupním a výstupním napětí měniče. Nejdůležitějším prvkem pro regulaci podřízené proudové smyčky je informace o aktuální velikosti primárního proudu tečkoucího transformátorem. Ke kontroléru jsou dále připojeny signalizační LED a uživatelsky konfigurovatelný přepínač. Napájení kontroléru, budiče tranzistoru, zesilovačů a komparátorů je realizováno prostřednictvím pomocného zdroje o výstupním napětí 3,3 V a 12 V. Zdroje jsou realizovány jednoúčelovým kontrolérem LT3992.

5 PROGRAMOVÉ ŘEŠENÍ MĚNIČE

Kontrolér je naprogramován v jazyce C v prostředí Atollic TrueSTUDIO s využitím nástroje STM32CubeMX, který vytvoří inicializační sekvence a nakonfiguruje jednotlivé použité periferie kontroléru. Proudová regulační smyčka je realizována pomocí periferie časovače s vysokým rozlišením, díky kterému je možné použít spínací frekvenci měniče 80 kHz. Pomocí interního DAC převodníku, komparátoru a DMA je zde navíc realizována funkce kompenzace sklonu proudu (slope compensation). Kritické vstupy od obvodově realizovaných ochran jsou zpracovávány formou přerušení. Kontrolér je navíc v případě nutnosti schopen blokovat 12 V větev pomocného zdroje. Pro komunikaci s okolím jsou využity sběrnice CAN a UART.

6 ZÁVĚR

Cílem tohoto článku bylo seznámit čtenáře s návrhem digitálně řízeného měniče. Velký důraz byl kladen na silový obvod měniče s detailním popisem funkce kvazirezonančního odlehčovacího článku. Dále je v článku nastíněna problematika regulace, obvodové realizovatelnosti a programového vybavení měniče.

REFERENCE

- [1] ALI, Muhammad Arif Sharafat; MEHMOOD, Khawaja Khalid; PARK, Ji-Kyung; KIM, Chul-Hwan . *Transient and Steady-State Analysis of Flyback Converter with Non-Dissipative LC Snubber*. [cit. 13-3-2017]. Dostupné na URL: http://www.ipstconf.org/papers/Proc_IPST2017/17IPST076.pdf
- [2] DOMB, Moshe, Richard REDL a Nathan SOKAL. *Nondissipative turn-off snubber alleviates switching power dissipation, second-breakdown stress and VsubCE/sub overshoot: Analysis, design procedure and experimental verification*. In: 1982 IEEE Power Electronics Specialists conference [online]. IEEE, 1982, s. 445-454. DOI: 10.1109/PESC.1982.7072441.
- [3] ELGENDY, M. A.; ZAHAWI, B.; ATKINSON, D. J.. *Low Cost MPPT Algorithms for PV Application: PV Pumping Case Study*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: https://www.eal.ei.tum.de/fileadmin/tueieal/www/courses/EAUSIGA/lecture/2011-2012-W/Guests/MPPT_for_PV_systems_II.pdf